

PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 2003-309520

(43)Date of publication of application : 31.10.2003

(51)Int.Cl.

H04B 10/02

G02F 1/03

G02F 2/00

H04B 10/18

(21)Application number : 2002-113326

(71)Applicant : TOSHIBA CORP

(22)Date of filing : 16.04.2002

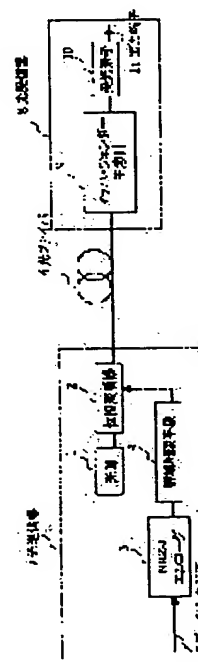
(72)Inventor : TOMIOKA TAZUKO
IBE HIROYUKI

(54) OPTICAL COMMUNICATION SYSTEM

(57)Abstract:

PROBLEM TO BE SOLVED: To provide a 40 Gbit/s optical communication system for transmitting signals at 80 km relay interval in a single-mode fiber having 0.5 dB/km loss.

SOLUTION: Data are subjected to NRZ-I coding, are bandlimited, and then are modulated by a phase modulator. The data are converted to light intensity modulation signals at a reception end by a light interferometer. The transmission of fixed envelope signals is strong against a nonlinear phenomenon. Additionally, due to bandlimiting to be performed in a light transmitter, a waveform inputted into a light receiving element in light receiving equipment becomes a wideband pulsive shape, thus improving an S/N ratio after reception.



LEGAL STATUS

[Date of request for examination]

19.09.2003

[Date of sending the examiner's decision of rejection]

[Kind of final disposal of application other than the examiner's decision of rejection or application converted registration]

[Date of final disposal for application]

[Patent number]

[Date of registration]

[Number of appeal against examiner's decision of rejection]

[Date of requesting appeal against examiner's

decision of rejection]

[Date of extinction of right]

Copyright (C); 1998,2003 Japan Patent Office

(19) 日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11) 特許出願公開番号

特開2003-309520

(P 2 0 0 3 - 3 0 9 5 2 0 A)

(43) 公開日 平成15年10月31日 (2003. 10. 31)

(51) Int. Cl. ⁷	識別記号	F I	テーマコード (参考)
H04B 10/02		G02F 1/03	502 2H079
G02F 1/03	502	2/00	2K002
2/00		H04B 9/00	M 5K102
H04B 10/18			

審査請求 未請求 請求項の数 4 O L (全11頁)

(21) 出願番号	特願2002-113326 (P 2002-113326)	(71) 出願人	000003078 株式会社東芝 東京都港区芝浦一丁目1番1号
(22) 出願日	平成14年4月16日 (2002. 4. 16)	(72) 発明者	富岡 多寿子 神奈川県川崎市幸区小向東芝町1番地 株 式会社東芝研究開発センター内
		(72) 発明者	井辺 博之 神奈川県川崎市幸区小向東芝町1番地 株 式会社東芝研究開発センター内
		(74) 代理人	100081732 弁理士 大胡 典夫 (外2名)

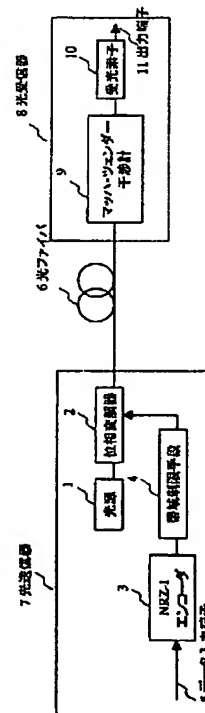
最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 光通信システム

(57) 【要約】

【課題】 損失0.5dB/kmのシングルモードファイバ中を80km中継間隔でも伝送できる40Gbit/sの光通信システムを提供すること。

【解決手段】 データをNRZ-I符号化し、帯域制限をかけた後、位相変調器でデータ変調を施す。受信端で光干渉計により、光強度変調信号に変換する。定包絡線信号の伝送であるため非線形現象に強い。また、光送信器内で行う帯域制限によって、光受信器内の受光素子に入力する波形が広帯域なパルス状となり、受信後のS/Nを改善できる。



【特許請求の範囲】

【請求項 1】 光源と、前記光源に接続された光位相変調器と、前記光位相変調器に入力する電気信号を生成する電気信号生成部を有する光送信器と、
 干渉計と、光電変換する受光素子を有する光受信器と、
 前記光送信器と前記光受信器を接続する伝送路とから成る光通信システムであって、
 前記電気信号生成部は、入力データ列を逆転NRZに符号化するエンコーダと、前記エンコーダ出力を帯域制限する帯域制限手段を有し、
 前記帯域制限手段は、前記位相変調器出力光の瞬時位相変化量 ϕ の絶対値の最大値 $|\phi_{\max}|$ が $\pi R\Psi/2$ から $3\pi R\Psi/4$ (rad/s) (ただし、Rはビットレート(bit/s)、 Ψ は位相変調度：位相変調器出力光のピーク・トゥ・ピークの位相変調量(rad)) となるように帯域制限を施し、
 前記干渉計は無変調信号入力に対して、概略全透過あるいは全阻止となるよう、干渉計内の干渉を形成するための2つの経路の伝搬時間差に相当する遅延時間Dが設定されており、さらに前記遅延時間Dは、任意の時刻tに対して

【数 1】

$$\int_0^{1+D} \phi \, dt \leq \pi \quad (1)$$

を満足することを特徴とする光通信システム。

【請求項 2】 前記干渉計は、マッハ・ツェンダー干渉計であることを特徴とする請求項1記載の光通信システム。

【請求項 3】 前記受光素子がバランス型レーザであり、前記バランス型レーザを構成する2つのフォトダイオード間の出力端子にインダクタンスが接続され、前記2つのフォトダイオードに流れる直流光電流の差分がシャントされることを特徴とする請求項1又は請求項2記載の光通信システム。

【請求項 4】 前記伝送路が空間であり、前記遅延時間Dは $1/R$ より小さく、位相変調度 Ψ は π より大きいことを特徴とする請求項3記載の光通信システム。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】 本発明は、高速伝送が可能な光通信システムに関する。

【0002】

【従来の技術】 ブロードバンド通信の市場が拡大するに伴って、より上位のネットワークの高速化が進んでいる。現在の光通信では、実用化段階の技術に限定すれば、波長1波あたりの最高速ビットレートは40Gbit/sである。40Gbit/sシステムは、まず海底系のような伝送路の最適化が可能な高コストシステムから導入されるが、いずれは陸上系にも導入される。

【0003】 陸上系ではすでに敷設済みのファイバを使用することが多く、過去に敷設された光ファイバは1.3

μm 帯の波長に対して最適化されたものであり、その後長距離伝送の標準波長となった1.55 μm 帯の波長に対して損失の保証が無い。1.3 μm 帯用に最適化されたファイバであっても、大抵の場合1.55 μm 帯でも損失の少ない特性が得られるが、1.55 μm 帯用に最適化されたファイバほどの低損失性は得られない。また、陸上系ファイバは一度に敷設できる長さに限界があるため、1km程度ごとに接続点が入り、接続損失が発生する。

【0004】 このような敷設済みの陸上系ファイバで、1.55 μm 帯の波長を伝送する場合、その平均損失は0.5dB/km程度となる。1.55 μm 用に最適化されたファイバを接続点がほとんど無い状態で使用する場合は約0.2dB/kmと比較して倍以上の損失となる。

【0005】

【発明が解決しようとする課題】 一般に、陸上系の中継間隔は中継局の設置間隔に依存し、通常40kmまたは80kmである。40km間隔の中継ではリンク中の中継器数が80km間隔の中継と比較して倍になるためリンクのコストが増大する。従って中継間隔は可能な限り80km以上が望ましい。

【0006】 しかしながら、40Gbit/sでは帯域が広いいため、低いビットレートと同等の信号対雑音比(S/N)を得るためにはより高い中継器着信光パワーが必要となる。高い中継器着信光パワーを確保するためには、光ファイバへの入力光パワーを高くする必要があるが、光ファイバの非線形現象が顕著となり大きな波形歪が発生して伝送品質を損なう。

【0007】 光ファイバへの入力パワーを大きくせず中継器着信光パワーレベルを確保する方法として、着信中継器側から光ファイバにポンプ光を注入してラマン増幅を発生させる方法が知られている。ラマン増幅器はポンプ光に対する利得の効率が非常に低く、サブワットクラスのポンプ光が必要となり、高価であり、また中継器の構成が複雑となる。

【0008】 これまで0.5dB/kmといった高損失の光ファイバで、ラマン増幅を使用せずに80km中継間隔の伝送を行うことは困難であった。

【0009】 本発明は、このような従来の問題点に鑑みてなされたもので、40Gbit/sを損失0.5dB/kmのファイバ中を、ラマン増幅を行うことなく、中継間隔80kmでも伝送可能な光通信システムを提供することを目的とする。

【0010】

【課題を解決するための手段】 このような課題を解決するために、本発明では、光源と、前記光源に接続された光位相変調器と、前記光位相変調器に入力する電気信号を生成する電気信号生成部を有する光送信器と、干渉計と、光電変換する受光素子を有する光受信器と、前記光送信器と、前記光受信器を接続する伝送路からなる光通信システムであって、前記電気信号生成部は、入力データ列を逆転NRZに符号化するエンコーダと、前記エンコ

ーダ出力を帯域制限する帯域制限手段を有し、前記帯域制限手段は、前記位相変調器出力光の瞬時位相変化量 ϕ の絶対値の最大値 $|\phi_{\max}|$ が $\pi R\Psi/2$ から $3\pi R\Psi/4$ (rad/s) (ただし、 R はビットレート (bit/s)、 Ψ は位相変調度：位相変調器出力光のピーク・トゥ・ピークの位相変調量 (rad)) となるように帯域制限を施し、前記干渉計は、無変調信号入力に対して、概略全透過あるいは全阻止となるよう、干渉計内の干渉を形成するための 2 つの経路の伝搬時間差に相当する遅延時間 D が設定されており、さらに前記遅延時間 D は、任意の時刻 t に対して

【数 2】

$$\int_t^{t+D} \phi \, dt \leq \pi \quad (1)$$

を満足することを特徴とする光通信システムを提供する。

【0011】このような構成によれば、光送信器からの出力光は位相変調によりデータ変調されたほぼ定包絡線の信号である。通常の光通信で用いられる NRZ、RZ の信号と比較すると、同一の光パワーであっても、1 ビット内のピークパワーは半分以下となっている。その結果、非線形現象が発生しにくく、光ファイバ伝送路への入力パワーを大きくでき、着信光パワーレベルを従来より大きくできて、信号対雑音比が向上する。

【0012】また、この構成では、光送信器内で位相変調器に入力する電気信号に帯域制限手段にて帯域制限をかける。そのようにすることによって、光受信器内の光干渉計透過後の波形が帯域制限をかけなかった場合の矩形状でなく、パルス状となる。そのため受光素子で電気信号に変換された後の電気信号スペクトルが広がり、その後段の雑音除去フィルタの帯域をより狭くできるため、信号対雑音特性が向上する。

【0013】さらに、電気段で帯域制限するため、位相変調器出力光のスペクトルが狭くなる。分散耐力が高くなるといった効果の他に、波長多重を行う場合などに用いる光フィルタで発生する位相変調-振幅変調変換 (PM-A 変換) の度合いが小さくなり、電気段で帯域制限しなかった場合と比較して非線形現象によるジッタ等の悪影響が発生しにくいといった効果も期待できる。

【0014】また、本発明では、干渉計としてマッハ・ツェンダー干渉計を用いる。マッハ・ツェンダー干渉計は、種々の干渉計の中でも入力ポートと出力ポートが完全に分離しているため、信号の扱いが容易である。さらに、2 つの出力ポートの間隔や出力方向などの設計の自由度が高く、その後段の光電変換器の構成に適合するように設計することが容易であり、モジュールの実装が容易になる。

【0015】また、本発明では、前記受光素子がバランス型レシーバであり、前記バランス型レシーバを構成する 2 つのフォトダイオード間の出力端子にインダクタンスが接続され、前記 2 つのフォトダイオードに流れる直

流光電流の差分がシャントされることを特徴とする請求項 1 の光通信システムを提供する。

【0016】このような構成によれば、光干渉計の 2 つの出力をバランス型レシーバで光電変換する。光干渉計の構成には種々あるが、マッハ・ツェンダー干渉計やマイケルソン干渉系では 2 つの出力がある。バランス型レシーバは差動で動作するフォトダイオードであり、出力が 2 つある光干渉計を用いてそれぞれの出力をバランス型レシーバの 2 つのフォトダイオードに入力して用いる。光干渉計出力の 2 つの出力では、信号成分は強度が逆転して出力するため、差動動作によって足し合わされるが、強度雑音の成分は差動動作によってキャンセルされるため、信号対雑音特性が改善される。

【0017】バランス型レシーバは同相除去比向上のため、通常、バランス型レシーバを構成する構成する 2 つのフォトダイオードに入力する光パワーが等しくなるように入力部の光学系を設計する。その結果、直流電流はすべてバランス型レシーバ内を通り抜ける形になって、出力端の直流電位が変動しない。

【0018】しかしながら、本願第 1 の発明の構成では、光干渉計の 2 つの出力光の直流光パワーは等しくできない。なぜならば、光干渉計の一方の出力波形はパルス状であり、入力光からその波形を引き算した波形が他方から出力されるため、仮にマーク率が $1/2$ であったとしても、干渉計の他方の出力パワーの方が大きくなるからである。さらに、この構成では、光送信器の位相変調度 Ψ と光干渉計の遅延時間 D によっては、光干渉計の一方の出力に直流オフセットがかかった波形となることがある。どちらの場合も、交流信号の振幅は等しく、直流値のみが異なるため、一方に光減衰器を挿入して光パワーを等しくしてもバランスは向上しない。

【0019】本願のこの発明では、バランス型レシーバの出力端にインダクタンスを接続して直流光電流の差分に相当する直流電流をシャントさせる。このようにすることによって、不均等な光直流電流が流れても、次段の回路に不要な直流電流を流すことなくなる。インダクタンスをつけない場合は、次段の回路の直流入力インピーダンスによって直流電圧が発生し、バランス型レシーバの 2 つのフォトダイオードの中間の電位が、発生した直流電圧に応じて変動してしまう。バランス型レシーバの 2 つのフォトダイオードはあらゆる周波数に渡って等しい特性を示すことが望ましいが、出力端に直流電圧が発生すると 2 つのフォトダイオードのバイアス電圧が不均等になり、高周波特性が異なるようになってしまう。この発明のように構成すると直流電圧が発生することが無く、このような事態を回避できる。

【0020】また、本発明では、前記伝送路が空間であり、前記遅延時間 D は $1/R$ より小さく、位相変調度 Ψ は π より大きいことを特徴とする請求項 3 の光通信システムを提供する。

【0021】この発明の構成において、光送信器と光受信器を接続する伝送路を自由空間とする。その場合、光受信器に背景光雑音が混入するが、背景光雑音はコヒーレンスが低く主に強度雑音であるため、バランス型レシーバによって大部分がキャンセルされる。その結果、信号対雑音特性の向上の度合いが大きくなる。

【0022】また、光空間伝送に要求されるビットレートは、光ファイバ幹線系に要求されるビットレートより遙かに小さくせいぜい数100Mbit/sである。本願の構成では位相に情報を乗せるため光源のコヒーレンスが低いと雑音となる。光干渉計内の2つの経路を経由して来た、時間Dだけずれた2つの光の間でどれだけコヒーレンスが保たれているかが雑音量を決定する要因となるため、Dを小さくする程コヒーレンスの影響は緩和される。ビットレートが高ければDは自ずと小さくなるので40Gbit/sであればコヒーレンスの影響は小さい。(もちろん、40Gbit/sでもコヒーレンスが問題になるほど受信感度要求が厳しいシステムに適用する場合は、本願第3の発明と同様にDを1ビット時間より小さくし、必要に応じて位相変調度 Ψ を π より大きくするとよい。)数100Mbit/sといった低いビットレートではコヒーレンスの影響を緩和するためDを1ビット時間より小さくする。単にDを小さくのみであると、光干渉計で強度変調信号に変換するときの効率が落ちるため、それを補うために位相変調度 Ψ を大きくする。本願では光送信器内で帯域制限を施しているため Ψ が π より大きくなっても瞬時位相変化量 ϕ が(1)式を満足している限りは、波形歪み等は発生しない。

【0023】このようにすることによって、背景光雑音や光源のコヒーレンスの影響の小さい良好な伝送が可能となる。

【0024】

【発明の実施の形態】本発明の実施の形態を図面を用いて説明する。図1は本願第1の発明の実施形態を示す図である。光源1と、位相変調器2と、NRZ-Iエンコーダ3及び帯域制限手段4により、光送信器7が構成される。光変調器7から送信された光信号は、光ファイバ6を通過して光受信器8に送られる。光受信器8は、光干渉計、例えばマッハ・ツェンダー干渉計9と受光素子10とから成る。

【0025】光源1から位相変調に適したコヒーレンスの高い光が出力される。これが位相変調器2によってデータ変調され、光送信器7から光伝送路である光ファイバ6に出力される。光送信器7では、データ入力端子5から入力された原信号データ列がNRZ-Iエンコーダ3によって逆転NRZ信号(NRZ-I信号)に符号化される。符号化されたNRZ-I信号は帯域制限手段4によって帯域制限された後、位相変調器2に印加される。

【0026】位相変調を受けた光は光ファイバ6を介して、光受信器8に伝送される。光受信器8ではマッハ・ツ

ェンダー干渉計9によってNRZ-I符号の位相変調信号が原信号の強度変調信号に変換され、受光素子10によって電気信号に変換される。

【0027】このような構成によれば、光ファイバ6を通過する段階では位相変調信号であるため、ほぼ定包絡線の光信号となっている。光ファイバの非線形現象によってジッタが発生する原因となる信号強度の立ち上がり、立ち下がりが無いため、ジッタが発生しにくい。さらに、通常の光通信で用いるRZやNRZの波形と比較して、平均光パワーが等しくてもビット内のピークパワーが小さくなっているため、非線形の影響を受けにくい。

【0028】従って、光送信器7から光ファイバ6に入力される部分に設置されるブースターアンプ(図示せず)や、伝送路途中に挿入される中継アンプ(図示せず)の出力パワーを大きくすることが可能であり、0.5dB/kmといった高損失の光ファイバでも中継間隔を長くとることが可能となる。

【0029】NRZ-Iエンコーダ3によって原信号がNRZ-I符号に変換される様子を図2に示す。同図(a)はデータ入力端子5から入力される原信号であり、これがNRZ-Iエンコーダ3によって図2(b)に示すようなNRZ-I信号に変換される。このNRZ-I信号は位相変調器2にて位相変調された後は、図2(c)に示すようになり、マッハツェンダー干渉計9を透過した後は、図2(d)に示すような波形となる。

【0030】NRZ-Iエンコーダ3は例えば図3に示すように構成される。入力12から入力した原信号は、排他的論理和(EXOR)回路15によって自身の出力の1ビット遅延と排他的論理和を取られる。その結果が出力13より出力される。これは積分に相当するステップであり、図2(b)のNRZ-I信号は原信号が1となる度に1,0が反転する信号となっている。

【0031】帯域制限手段4は、図2(b)に示すNRZ-I信号波形の立ち上がり/立ち下がり時間を長くする手段である。本発明のこの実施形態では、以下のように帯域制限を施す。すなわち、原信号のビットレートをR (bit/s)、位相変調度すなわち、位相変調器出力光のピーク・トゥ・ピークの位相変調量を Ψ (rad)としたとき、位相変調器出力光の瞬時位相変化量 ϕ の絶対値の最大値 $|\phi_{\max}|$ が $\pi R \Psi / 2$ から $3 \pi R \Psi / 4$ (rad/s)となるように帯域制限を施す。

【0032】図4を用いてこの帯域制限の意味を説明する。図4は位相変調器の出力光の位相変化を示した図である。信号の1,0の変化に応じて位相が変化している。その振幅はピーク・トゥ・ピークで Ψ (rad)である。瞬時位相変化量 ϕ は図4の波形の微係数であり、 ϕ_{\max} は微係数の最大値である。微係数は波形の立ち上がり立ち下がり符号が反転するため絶対値をつけた。

【0033】 $|\phi_{\max}|$ は図4の波形の立ち上がりあるいは立ち下がりのほぼ中央近辺のもっとも急峻な部分の傾き

に対応する。NRZ-Iエンコーダ3の出力を帯域制限手段4によって帯域制限し、適宜振幅調整して(振幅調整手段は図示せず)位相変調器2に印加して、光源1からの光に位相変調を施す。この時、 $|\phi_{\max}|$ が $\pi R\psi/2$ より小さいと、1ビット時間の間に波形が立ち上がり(立ち下がり)切らない可能性が高いため、望ましくない。 $|\phi_{\max}|$ が大きくなっていくと位相変調波形の立ち上がり/立ち下がりが急峻になっていく。その結果、光受信器8内の光干渉計9の出力波形がパルス状から矩形に近くなる。本願では、 $|\phi_{\max}|$ の最大値を $3\pi R\psi/4$ とすることにより

【0034】帯域制限手段4は、実際には位相変調器用ドライバンプ(図示せず)の前後いずれかに挿入された低域通過フィルタや、故意に狭い帯域で製作したドライバンプ等である。

【0035】光受信器8内のマッハ・ツェンダー干渉計9の構成は例えば図5のようである。入力16から入力された光が分岐部21で2等分され、一方は経路1 17、他方は経路218を通過して結合部22で結合される。経路1と経路2は光路長が異なり、光路長差に相当する遅延時間D(sec)である。本願では、この遅延時間Dは、位相変調光の瞬時位相変化量 ϕ および任意の時刻tに対して

【数3】

$$\int_0^{1+D} \phi \, dt \leq \pi \quad (1)$$

を満たすように設計されている。また、マッハ・ツェンダー干渉計9の阻止中心波長または透過中心波長が、光源1の中心波長と概略一致するように設定または制御されている。具体的には、出力1 19と出力2 20の特性は相補的であるため、出力光が一方の透過中心波長に有るとき、他方では阻止中心波長にある。

【0036】このように構成されているマッハ・ツェンダー干渉計9をこの位相変調光が透過すると、経路2を透過した光と、経路1を透過した時間Dだけ遅れてきた光が干渉する。どの程度の干渉が発生するかは、時間Dの間の位相変化量によって決定する。例えば時間Dの間に π (180°)の位相変化があるならば、出力1、2のどちらか一方から全部の光パワーが出力し、他方からは全く出力されない。時間Dの間の位相変化量は位相変調波形に依存する。例えば $\psi=\pi$ 、 $D=1$ ビット時間とすると、図4のような波形では時刻t1では全く透過していなかった光が時刻t2では全透過となり時刻t3では再び透過しなくなる。このようにして得られたマッハ・ツェンダー干渉計透過光は、位相変調が強度変調に変換されたものである。また、マッハ・ツェンダー干渉計の動作は差分に相当するため、NRZ-Iエンコーダによって積分された波形が微分されて原信号が再生される。

【0037】マッハ・ツェンダー干渉計透過後のアイパターンの例を図6に示す。図4のように位相変化がある部分の前後では位相変化が無い場合は、やや広めのパルスとなり、連続して位相変化がある場合は、狭いパルスとなる。このため、これらが混合したアイパターンとなる。広いパルスと狭いパルスのパルス幅の差は遅延時間Dに依存し、Dが短くなるほどその差は小さくなって、狭いパルスの波形に近づき、パルス幅の狭窄化が可能となる。

10 【0038】逆にDの上限は1ビット時間である。NRZ-Iエンコーダ3が1ビット遅延による積分器であるため、Dが1ビット時間を超えると隣接ビットとの干渉を含んでしまうためである。

【0039】このような波形を受光素子10で電気信号に変換する。信号はパルス状となっているため、光送信器7内で帯域制限手段4を挿入しなかった場合の矩形波状と比較してスペクトル幅が広い。受信した信号を識別器に入力する前に、有効な信号帯域以外の部分をフィルタによって除去するが、フィルタ入力の信号スペクトル帯域幅が十分広ければ、より狭い帯域のフィルタを用いることが可能となる。その結果、より多くの雑音が除去できて、識別器に入力する信号のS/Nが向上する。従って、本発明のこの実施形態によれば、送信側で帯域制限手段を設けることによって受信品質が向上する。

【0040】また、近年、超高速光通信では高密度波長多重が殆どのシステムで導入されている。信号を波長多重する場合、隣接波長への漏れ込みが無くなるように、光フィルタ(あるいは、波長多重化器自身など)によって、必要な波長帯域以外を除去する。位相変調した光信号を光フィルタによって制限すると、光フィルタのPM-AM変換作用によって、強度変調成分が発生する。前述したように強度の揺らぎは光ファイバ伝送後にジッタを生む原因となるため、強度変調成分は小さいことが望ましい。発生する強度変調成分の程度は、光フィルタで削られる割合に依存し、削られる割合が多い程発生する強度変調成分は大きい。

【0041】この実施形態の構成では、変調信号に電氣段で帯域制限をかけているため、位相変調後の光スペクトルは帯域制限をかけなかった場合と比較して小さい。そのため、光フィルタを通したときに削られる割合が小さく、発生する強度変調成分が小さく、結果として、ジッタ発生が少ない良好な伝送が可能となる。

【0042】マッハ・ツェンダー干渉計の中心波長が光源の波長と概略一致していないと良好な動作が得られないため、光干渉計の中心波長の制御を光受信器8内で行う必要がある。これは、マッハ・ツェンダー型光強度変調器に適用されているAC制御法とほぼ同様の制御で可能であり、図7に概略を示したような構成で制御できる。すなわち、マッハ・ツェンダー干渉計9の中心波長を発振器23から出力される低周波信号によって変調する。マ

ツハ・ツェンダー干渉計9の出力を一部分岐して受光器25で電気信号に変換し、発振器23からの低周波信号と同期検波器24によって同期検波する。その出力を低域通過フィルタ26を介して加算器27にて低周波信号と加算し、マッハ・ツェンダー干渉計9に加えて制御する。

【0043】上述の例では、光干渉計としてマッハ・ツェンダー干渉計を使用した。マッハ・ツェンダー干渉計とはほぼ同じ機能を有する反射型のマイケルソン干渉計を用いても同様の動作が可能である。

【0044】また、他の光干渉計にファブリ・ペロー干渉計があるが、フィネスの低いファブリ・ペロー干渉計を用いることも可能である。図8を用いてこの種の干渉計を用いた場合について説明する。図8はファブリ・ペロー干渉計の構成例であり、エタロン板28に光が入射ビーム29のように入射する。エタロン板の両側面a, bには反射膜がつけられており、入射したビームの一部は点線のように面bで反射し、残りは透過光30のように透過する。面bで反射した光の一部は面aで再び反射し、面bでその一部が1回反射透過光31のように透過する。エタロン板の1往復の遅延がDであるように設計しておけば、透過光30と1回反射透過光31はDだけずれて干渉する。一般のファブリ・ペロー干渉計はa, bの反射率を十分高くし、また、ビーム入射角がエタロン板に極力垂直に近い領域で使用して、多重反射の回数を増やし、フィルタの透過帯域幅と透過周期の比(フィネス)を上げて使用する。しかし本願では逆に、エタロン板を傾けたり、あるいは反射率を低くしてフィネスを下げることによって、素通しの透過光と1回反射の透過光を主に取り出すように構成し、マッハ・ツェンダー干渉計と同様の動作を実現する。ファブリ・ペロー干渉計は図8からも分かるように光導波路ではなく自由空間で構成されることが多く、空間伝送の受光系に好適である。

【0045】なお、本願の構成では、干渉計は必ずしも光段に設置される必要はなく、図16のように、光受信器45の入力部にローカル光源46を設置してヘテロダイン受信し、受光素子10で電気信号に変換してから、干渉計、すなわち周波数弁別器47を設置しても同様の効果を得ることが可能である。周波数弁別器47の構成は例えば図17に示すようになる。

【0046】入力16をスプリッタ48で2分岐し、遅延時間差Dを与えられた経路1と経路2を通過した後、掛け算器49で結合し、出力50より出力される。これは光段でのマッハ・ツェンダー干渉計と全く同じ動作をするコンポーネントである。このような構成においても、送信側で帯域制限をすることによって、周波数弁別器出力をパルス状の波形とすることができる。

【0047】なお、周波数弁別器出力は原信号をAMI (Alternate Mark Inversion) 符号化したものとなる。

【0048】次に本願発明の第2の実施形態の特徴となる部分を図9を用いて説明する。マッハ・ツェンダー干

渉系やマイケルソン干渉計では干渉計の出力ポートが通常2つある。これらは、相補的な関係にあり、2つのポートの合計の出力パワーが(過剰損失分を除いて)入力パワーと等しくなる。これらの両方を図9のようにバランス型レシーバによって受信することによって、伝送路中の光ファイバ増幅器等で発生した強度雑音成分をキャンセルし、より高いS/Nを得ることが可能となる。

【0049】位相変調と干渉計の遅延時間Dの関係が(1)式の等号を満たすような関係である場合、光干渉計出力は図10(a) (b)のようになる。仮に、送信器内で帯域制限手段による帯域制限を行わなければ、図10(a) (b)において波形は矩形状であり、干渉計の2つの出力光パワーはほぼ等しくなる。しかし、本願では帯域制限を行うためパルス状の波形となり、2つの出力光パワーが等しくな

い。

【0050】位相変調と干渉計の遅延量Dの関係が(1)式の不等号部分を満たすような関係である場合は、図10(c) (d)のように一方に直流のオフセットがかかった波形となる。

【0051】いずれの場合も出力1と出力2の直流光パワーが異なるため、バランス型レシーバの2つのフォトダイオードに等しい光パワーを入れることができない。

【0052】しかし、これらの波形は直流値のみが異なるものであり、交流波形はこの状態で出力1, 2でバランスが取れている。そこで本願では直流の差分のみを逃がすよう構成する。図9のようにバランス型レシーバ32の出力にインダクタンス33を接続する。インダクタンス33の先は同図ではグラウンドに接続されている。これはバランス型レシーバの両端に±Vの電源電圧を供給しているため、インダクタンスの接続先をその中間の電位とし、2つのフォトダイオードにかかるバイアス電圧が等しくなるようにしている。

【0053】バランス型レシーバから直流電流が出力されると、インダクタンスが無い場合、後段のプリアンプ34の直流入力インピーダンスに応じた電圧が発生する。インダクタンスを接続すると、インダクタンスの直流インピーダンスがほぼ0であるため、殆どすべての直流電流がインダクタンス33を介してグラウンドにシャントされる。その結果、バランス型レシーバの出力端の電位は2つのフォトダイオードに入る光パワーの差に依存せず常に一定であり、2つのフォトダイオードのバイアス電圧、ひいては周波数特性を等しく保つことが可能となる。

【0054】また、増幅器は、内部のバイアス電圧安定化のため入力にブロッキングキャパシタを備えていることが多い。プリアンプ34がそのような構成である場合、2つのフォトダイオードに入射する直流光パワーが異なると、多い直流光パワーを受光しているフォトダイオードから直流光電流の逃げ場が無くなる。逃げ場のない光電流は、フォトダイオード内に一定時間蓄積した後、再

結合する。光電流がフォトダイオード内に蓄積している状態では、そのフォトダイオードの高周波特性は著しく劣化する。本願のようにインダクタンス33を接続することにより、プリアンプ34の入力部にブロッキングキャパシタが備えられていても、直流電流を逃がしてやる事が可能となる。したがって、高周波特性を損なわず、2つのフォトダイオードを良好にバランスが取れた状態で動作させることが可能となる。

【0055】本願の構成が光ファイバの非線形現象や雑音に強く、損失0.5dB/kmの陸上系ファイバで80kmの中継スパンを実現できることをシミュレーションにて確認した。図13に示したような系で光送信器7を40Gbit/sで駆動し、カッコ内の中継スパンを4スパン伝送した後、光プリアンプ44で増幅して光受信器8で受信した。光受信器8は光干渉計として遅延量25psのマッハ・ツェンダー干渉計を用い、受光素子はバランス型レシーバとした。光源の波長を1.55 μ m、中継スパンの光アンプ42の出力光パワーを10dBm、雑音指数5dB、光ファイバを損失0.5dB/kmの1.31 μ mゼロ分散シングルモードファイバ43(SMF)80kmとした。分散補償器41にてSMFの各スパンの分散を補償した。トータルで320kmの伝送である。比較対象として、光受信器8内のマッハ・ツェンダー干渉計を光送信器内において、光送信器でRZ強度変調波形に変換した後、同様の伝送路を通し、光プリアンプで増幅した後、通常のPINフォトダイオードで受信する系についてもシミュレーションした。その結果を図14に示す。

【0056】伝送後のアイパターンであり、図14(a)はRZ強度変調波形に変換してから伝送したもの、図14(b)は図13に示した構成で伝送したものである。図14(a)はジッタが非常に大きくアイが完全につぶれているのに対し、図14(b)では良好なアイ開口が得られており、0.5dB/kmが可能であることが分かる。

【0057】図11は本願の第3の実施の形態を説明するための図である。光空間伝送を行っている実施の形態である。光送信器35及び光受信器36の構成は図1とほぼ同様であるが、位相変調器2の出力が光ファイバではなく、レンズ38を介して平行光に変換されており、光受信器36では着信した平行光をレンズ39によって集光してマッハ・ツェンダー干渉計に入射している点が大きく異なる。このような構成においては、レンズ39は光送信器35からの送信光のみでなく、太陽光や蛍光灯等の背景光雑音も集光してしまう。しかし、これらの背景光はコヒーレンスが低いため、殆どが強度雑音でありバランス型レシーバで除去できる。従って、受光素子をバランス型レシーバとすることによって、通常の強度変調の光空間伝送システムより、より高いS/Nの伝送が可能となる。

【0058】マッハ・ツェンダー干渉計37は、導波路の伝搬モードに整合するよう効率よく集光することが困難であるため、導波路型よりマイクロオプティックスで構成するとよい。

【0059】光空間伝送ではビットレートが低いため、光源のコヒーレンスの影響を受けやすい。そこで本願では、図15のように、光干渉計の遅延時間Dを1ビット時間1/Rより小さくすることによってコヒーレンスの影響を緩和する。このとき位相変調から強度変調に変換する効率の劣化を防ぐため、位相変調度 π を(1)式を満足する範囲において π よりも大きくする。本願では光送信器内で帯域制限を行っているため、図15のように位相変調波形の立ち上がり/立ち下がりがなまっている。そのため、遅延時間D内に位相変化量が π を超えなければ π を超えても波形歪み等の悪影響は発生しない。このようにすることによって、位相変調-強度変調の変換効率を落とすことなく、光源のコヒーレンスの影響を緩和でき、良好な感度を得ることが可能となる。

【0060】図12は本願の光送信器7と光受信器8をマルチポイント・トゥ・マルチポイントの光ネットワークに適用している例である。光受信器は本願第2の実施の形態のバランス型レシーバであり、レシーバ出力にインダクタンスが接続されており、出力端子の電位が安定化されている。複数の光送信器7-i(i=1, 2, ..., n)からの光が光ネットワーク40を介して複数の光受信器8-i(i=1, 2, ..., n)に到達する。おのおのの光受信器には時系列で異なる光送信器からの光が到達する。これらは、光パワーも光変調度もバラバラであるが、本願のようなバランス型レシーバの構成を取ることににより、バラバラの光パワーであっても出力電気信号の中心値の電位がほぼ一定となり、次段以降の回路構成を簡単にできる。

【0061】なお、以上の説明では本願の発明の構成に直接関連する部分のみについて述べた。増幅器等、本発明の機能には直接寄与しない手段は示していないが、実際のシステムを構築する上では必要に応じて使用されるものである。

【0062】

【発明の効果】以上述べたように本発明では、定包絡線の位相変調信号によって伝送を行うため非線形現象に強い。また、光送信器内で行う帯域制限によって、光受信器内の受光素子に入力する波形がパルス状となるため、受信後のS/Nを改善できる。これらの結果、損失0.5dB/kmといった高損失な陸上系ファイバでもラマン増幅を行うことなく、80kmの中継間隔が実現でき、大幅なシステムの簡素化が可能となる。

【図面の簡単な説明】

【図1】本願第1の発明の実施の形態の構成例を示す図。

【図2】本願発明の原理を説明するための図。

【図3】NRZ-Iエンコーダの構成例を示す図。

【図4】本願の位相変調波形を説明するための図。

【図5】マッハ・ツェンダー干渉計を説明するための図。

50 【図6】本願の光干渉計出力アイパターンの例を示す

図。

【図 7】 マッハ・ツェンダー干渉計の中心周波数を制御する系の例を示す図。

【図 8】 本願の発明に適したファブリ・ペロー干渉計の構成例を示す図。

【図 9】 本願第2の実施形態の構成の一部を示す図。

【図 10】 光干渉計の2つの出力光の波形を示す図。

【図 11】 本願発明の第3の実施形態の構成例を示す図。

【図 12】 本願発明の応用例の構成を示す図。

【図 13】 本願発明の特性を検証するためのシミュレーションに用いた系を示す図。

【図 14】 図13の系のシミュレーション結果のアイパタンを示す図。

【図 15】 位相変調度が π を超える場合を説明するための図。

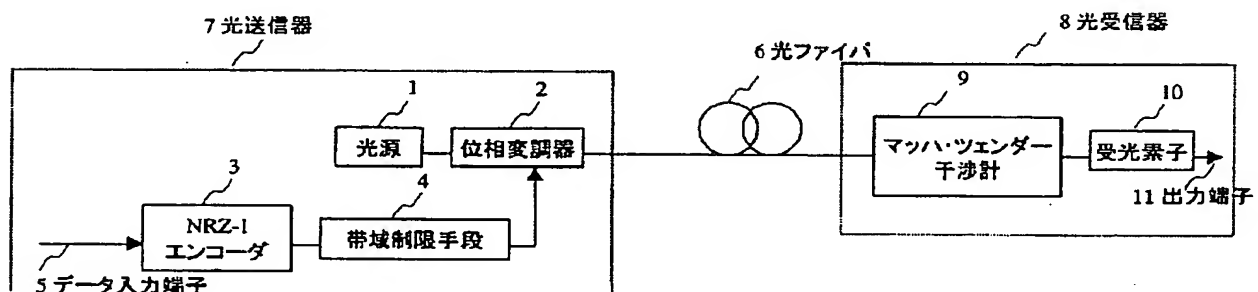
【図 16】 本願発明の別の実施形態の構成を示す図。

【図 17】 図 16 の構成における周波数弁別器の構成例を示す図。

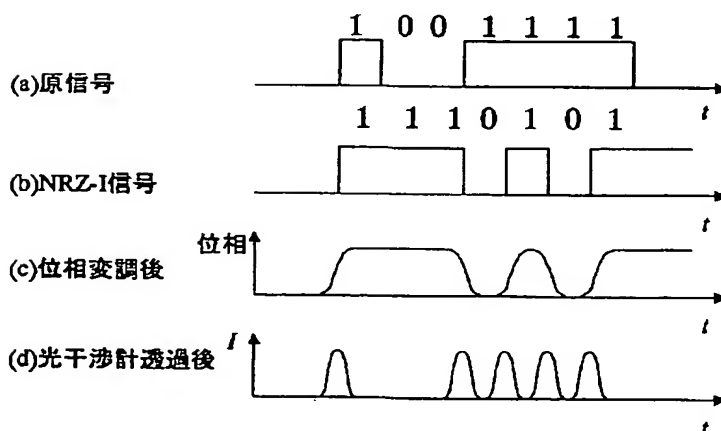
【符号の説明】

1・・・光源、2・・・位相変調器、3・・・NRZ-Iエンコーダ、4・・・帯域制限手段、5・・・データ入力端子、6・・・光ファイバ、7・・・光送信器、8・・・光受信器、9・・・マッハ・ツェンダー干渉計、10・・・受光素子、11・・・出力端子、12、16・・・入力、13・・・出力、14・・・1ビット遅延素子、15・・・EXOR回路、17・・・経路1、18・・・経路2、21・・・分岐部、22・・・結合部、23・・・発振器、24・・・同期検波器、25・・・受光器、26・・・フィルタ、27・・・加算器、28・・・エタロン板、29・・・入射ビーム、30・・・透過光、31・・・1回反射透過光、32・・・バランス型レシーバ、33・・・インダクタ、34・・・プリアンプ、35・・・光送信器、36、45・・・光受信器、37・・・マッハ・ツェンダー干渉計、38、39・・・レンズ、40・・・光ネットワーク、41・・・分散補償器、42・・・光アンプ、43・・・シングルモードファイバ、44・・・光プリアンプ、46・・・ローカル光源、47・・・周波数弁別器、48・・・スプリッタ、49・・・掛け算器。

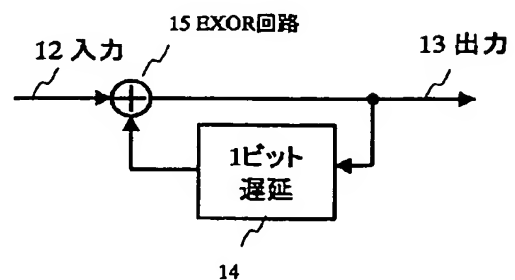
【図 1】



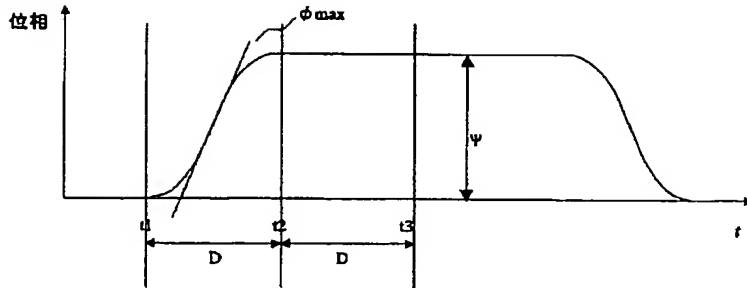
【図 2】



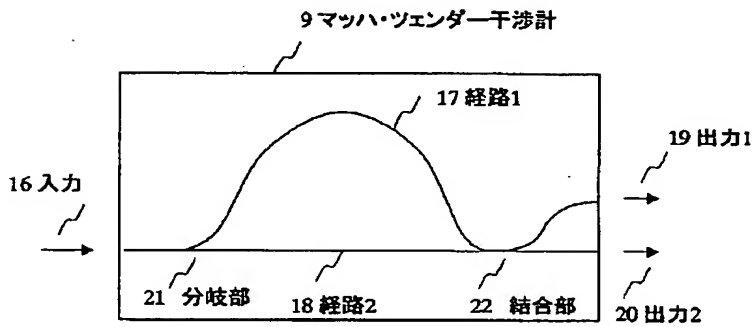
【図 3】



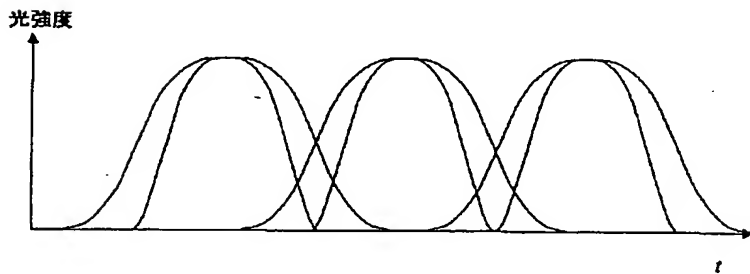
【図 4】



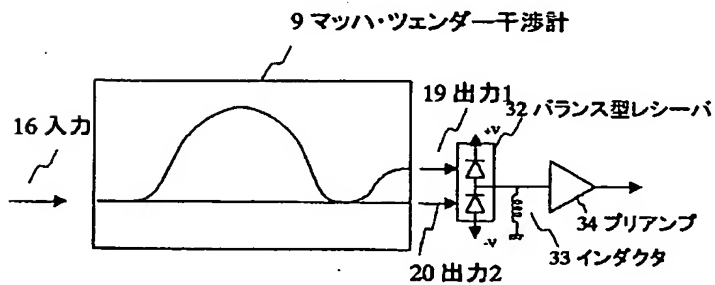
【図 5】



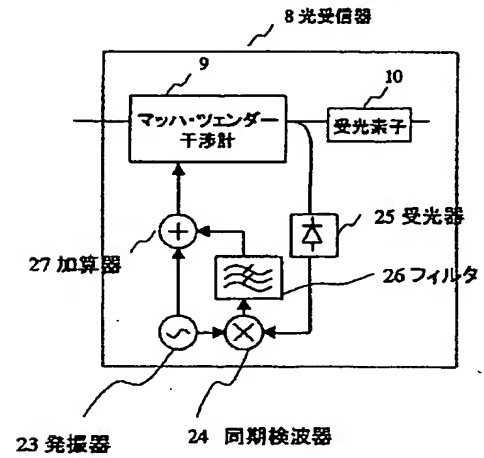
【図 6】



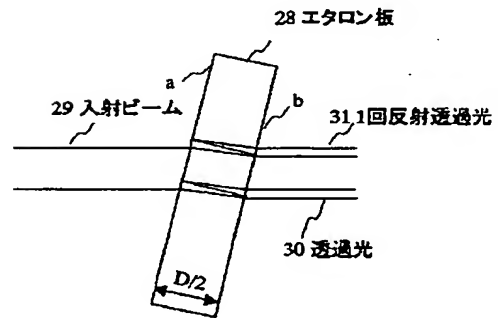
【図 9】



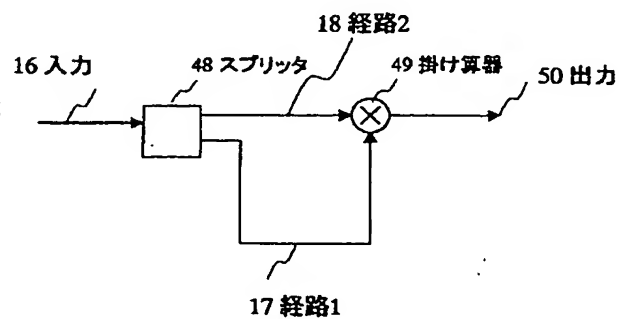
【図 7】



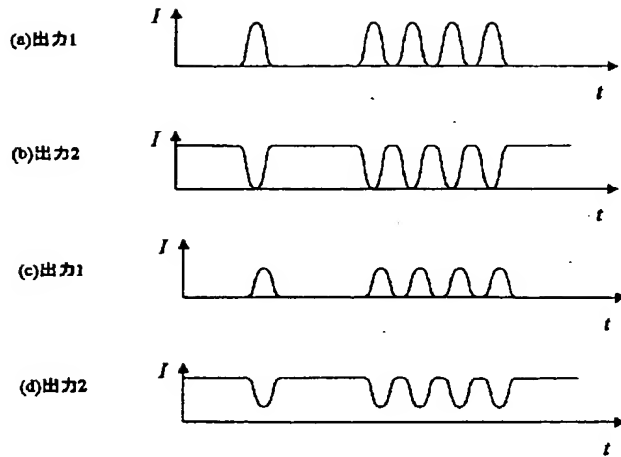
【図 8】



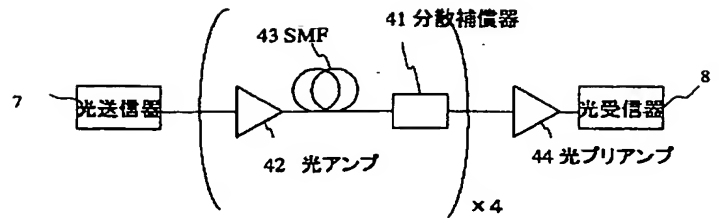
【図 17】



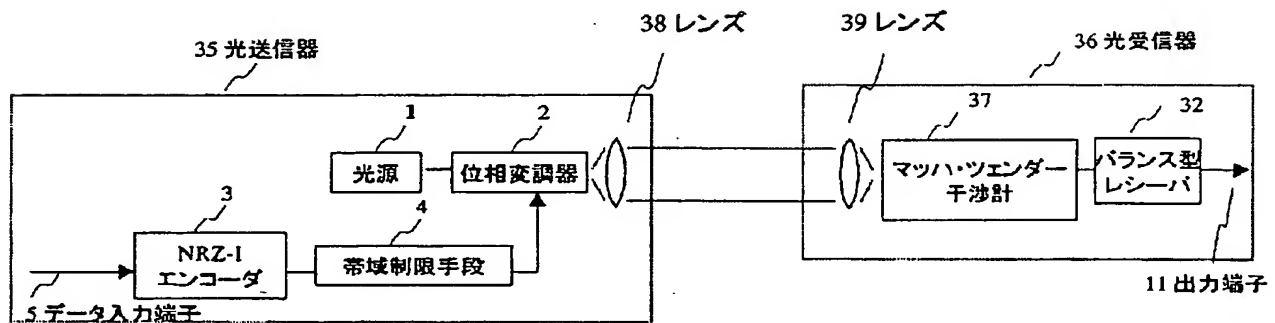
【図 10】



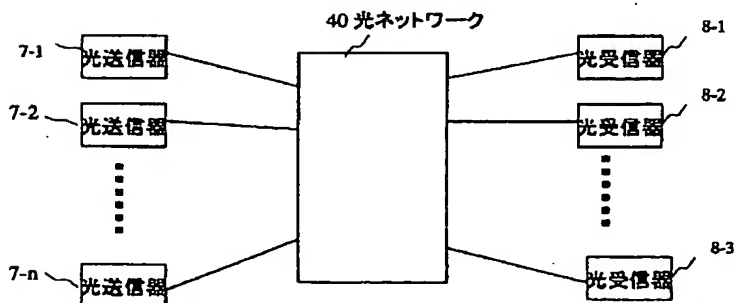
【図 13】



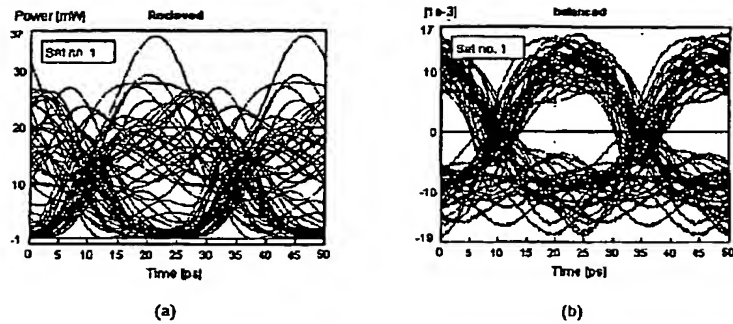
【図 11】



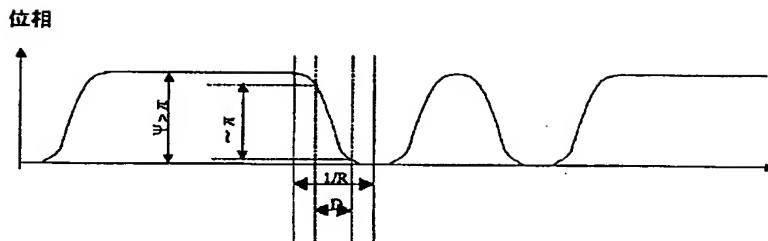
【図 12】



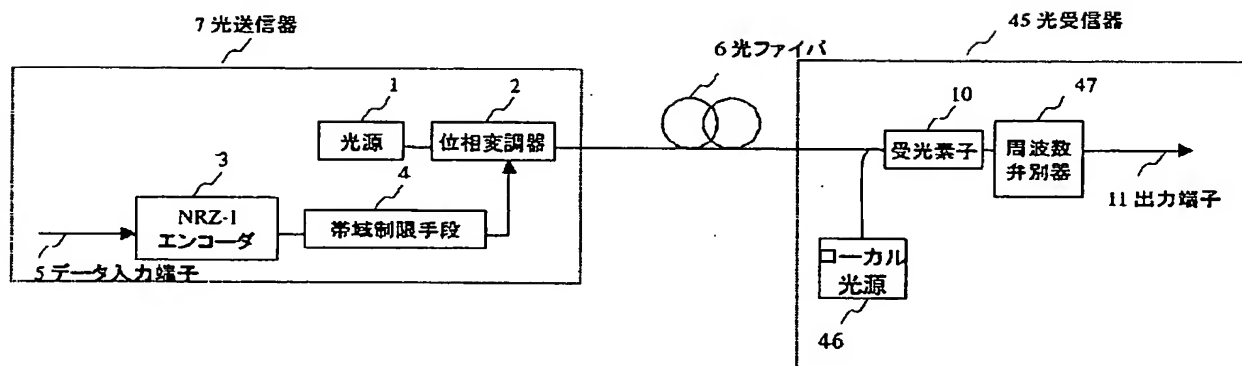
【図14】



【図15】



【図16】



フロントページの続き

Fターム(参考) 2H079 AA12 BA03 CA04 FA02 HA11
 KA13 KA19 KA20
 2K002 AA02 AB18 AB19 BA01 DA08
 EA30 EB15 GA10
 5K102 AA01 AA15 AH27 AL23 PH00
 PH12 PH31 PH37 PH49 RD03
 RD05 RD15 RD27